

# (12) UK Patent Application (19) GB (11) 2 052 196 A

(21) Application No 7922417  
(22) Date of filing 27 Jun 1979  
(43) Application published  
21 Jan 1981  
(51) INT CL<sup>3</sup>  
H03D 1/22

(52) Domestic classification  
H3Q DDH  
H3A 1A3 4C1

(56) Documents cited  
GB 1534484  
GB 1178539  
GB 1172977  
GB 1172975  
GB 1079854  
GB 863165  
GB 669113

(58) Field of search  
H3A  
H3Q  
H3T  
H4P

(71) Applicants  
The Plessey Company  
Limited, Vicarage Lane,  
Ilford, Essex

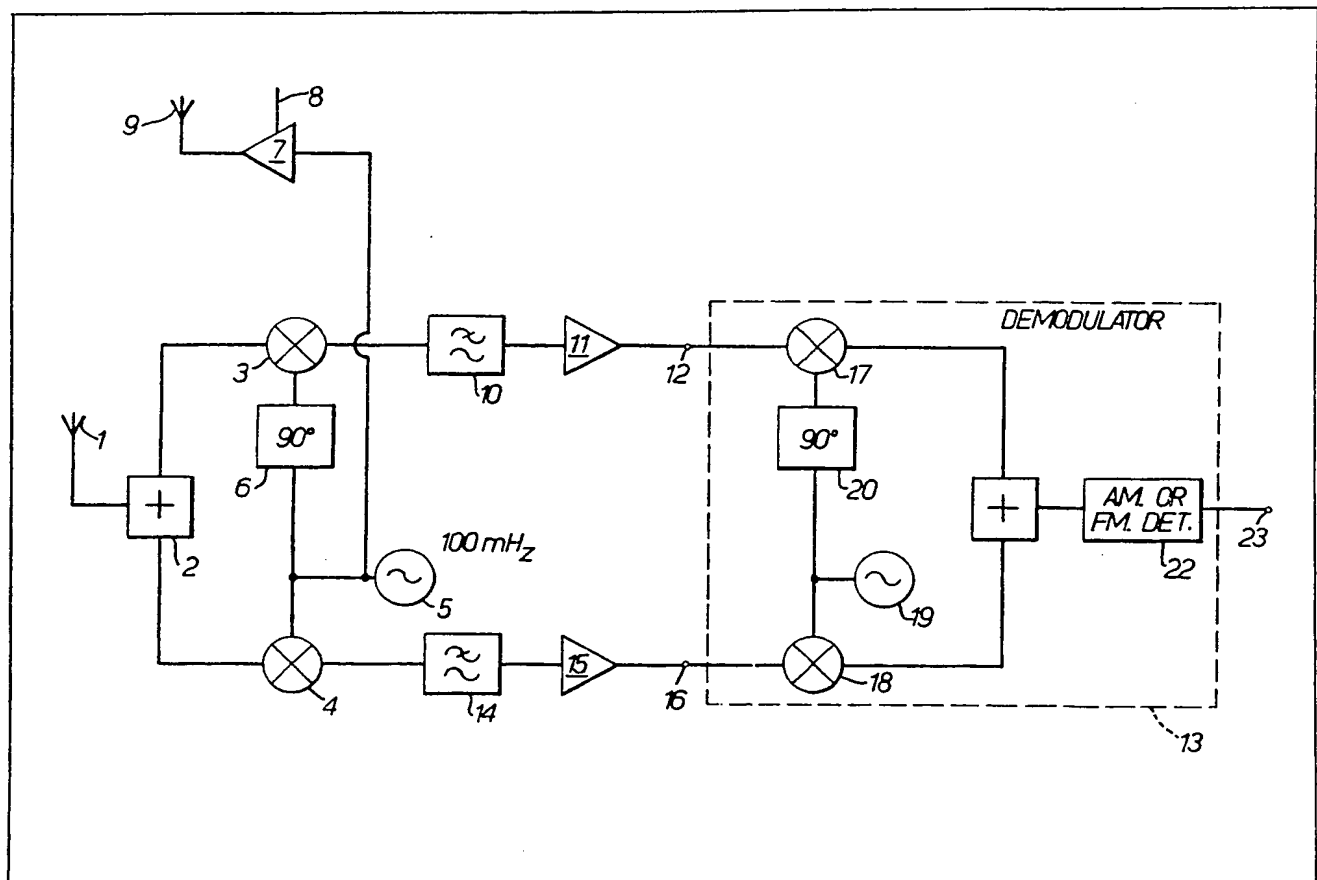
(72) Inventor  
Christopher Keith  
Richardson  
(74) Agent  
N. E. Fish

## (54) Demodulators

(57) A demodulator of the kind which receives a pair of phase quadrature related signals carrying in combination data to be demodulated comprising a pair of multiplicative mixers 17, 18 to which the phase quadrature related signals are fed, one to each mixer, a phase quadrature device 20, a local oscillator 19 arranged to feed the mixers with local oscillator signals via

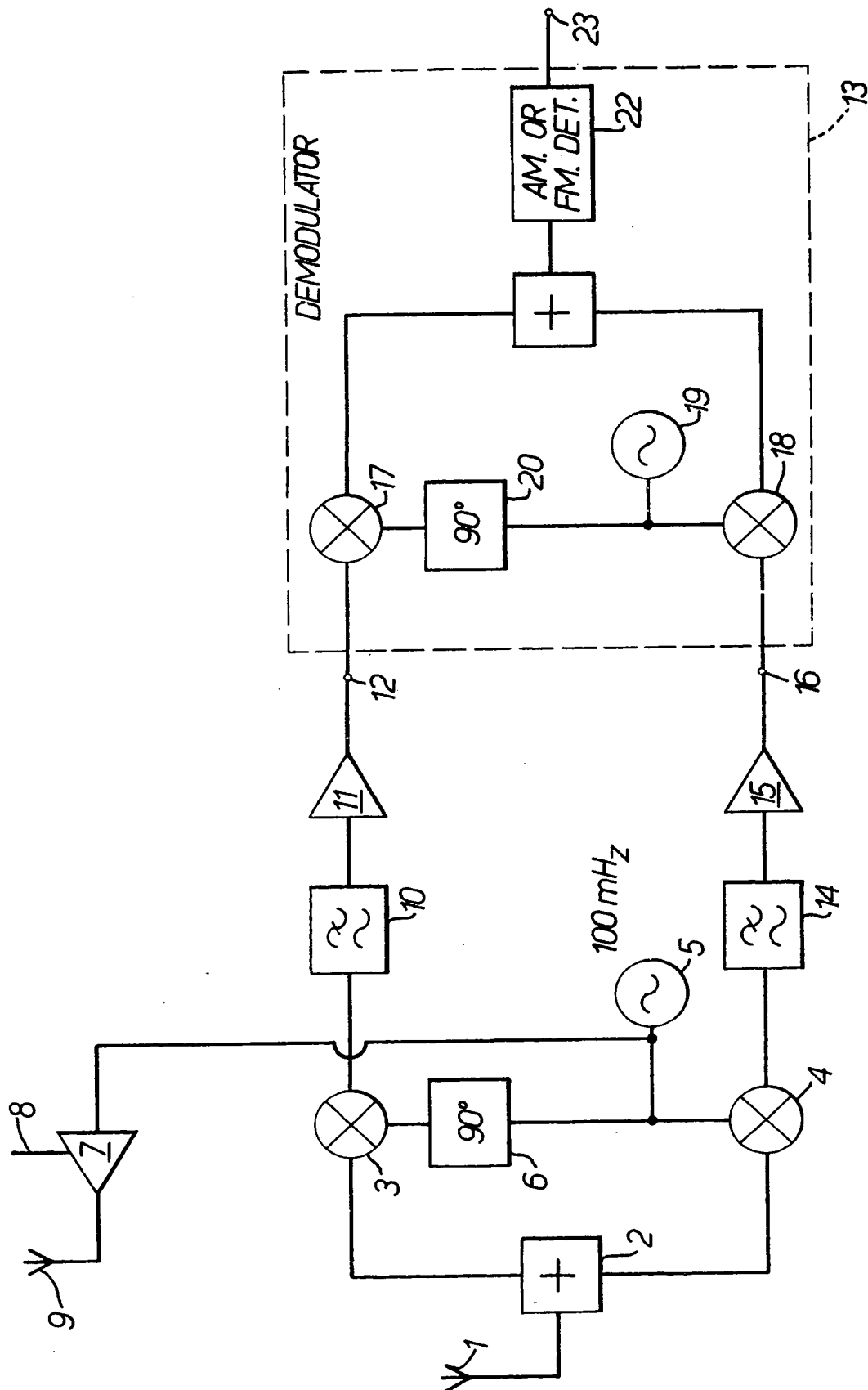
the phase quadrature device so that the local oscillator signals received by respective mixers are in phase quadrature, a combiner to which output signals from the mixers are fed and a detector 22 fed from the combiner for providing an output signal corresponding to the modulation carried by the phase quadrature related signals. The demodulator may form part of a common channel duplex transceiver for AM or FM reception having a diode detector or Foster-Seeley discriminator. A modulator 7 is also fed with an output from an oscillator 5 which feeds in quadrature a pair of multiplicative mixers 3, 4 at the input of the transceiver.

The drawing originally filed was informal and the print here reproduced is taken from a later filed formal copy.



GB 2 052 196 A

2052196



## SPECIFICATION

## Improvements in or relating to demodulators

This invention relates to demodulators more especially it relates to demodulators of the kind which receive a pair of phase quadrature related signals carrying in combination data to be demodulated.

The invention is especially although not exclusively applicable to an FM common channel duplex transceiver as described in our G.B. Patent Application No. 10360/76 (Serial No 1577514) or to an a.m. common channel duplex transceiver as described in our co-pending patent application No.

According to the present invention a demodulator of the kind which receives a pair of phase quadrature related signal carrying in combination data to be demodulated, comprises a pair of multiplicative mixers to which the phase quadrature related signals are fed one to each mixer, a phase quadrature device, a local oscillator arranged to feed the mixers with local oscillator signals via the phase quadrature device so that the local oscillator signals received by respective mixers are in phase quadrature, combiner means to which output signals from the mixers are fed and detector means fed from the combiner means and providing an output signal corresponding to the modulation carried by the phase quadrature related signals.

The kind of detector means used will be chosen in accordance with the character of the modulation carried by the phase quadrature related signals.

According to one embodiment of the invention, for the detection of an a.m. modulated signal carried by the phase quadrature related signals the detector means comprises an envelope detector which may simply comprise a diode detector.

According to another embodiment of the invention, for the detection of f.m. modulation carried by the phase quadrature related signals the detector means comprises an f.m. discriminator or ratio detector adapted to demodulate frequency modulation which deviates about a centre frequency corresponding to the frequency of the said oscillator.

According to the said one embodiment of the invention the demodulator means may form a part of a common channel duplex transceiver suitable for a.m. reception and as described in our co-pending patent application No.

According to the other embodiment of the invention the demodulator means may form a part of a common channel duplex transceiver suitable for FM reception as claimed in and/or as described in our U.K. Patent Application No. 10360/76. (Serial No 1577514)

Some embodiments of the invention will now be described by way of example with reference to the accompanying drawing which is a generally schematic block diagram of a common channel duplex transceiver embodying a demodulator.

Referring now to the drawing the transceiver

comprises a receiving aerial 1 signals from which are fed via a duplexer 2 to a pair of multiplicative mixers 3 and 4. The mixers are fed with a local oscillator signal from an oscillator 5, the mixer 3 being fed with signals from the local oscillator via a phase quadrature device 6 whereby local oscillator signals fed to the mixers 3 and 4 are in phase quadrature. Output signals for transmission are fed from the oscillator 5 to a modulator 7

which receives modulation signals on line 8 and provides output signals for transmission which are fed to an aerial 9. Output signals from the mixer 3 are fed via a low pass filter 10 and an amplifier 11 to one port 12 of a demodulator shown within the broken line 13. Output signals from the mixer 4

are fed via a low pass filter 14 and an amplifier 15 to the other port 16 of the demodulator shown within the broken line 13. The demodulator comprises a pair of multiplicative mixers 17 and 18 which receive phase quadrature related signals from the input ports 12 and 16 respectively and to which are fed phase quadrature related local oscillator signals from a local oscillator 19 and a phase quadrature device 20. Output signals from the mixers 17 and 18 are fed to an additive combiner 21 and output signals from the combiner are fed to a detector 22 which provides on an output line 23 a signal corresponding to the modulation carried by signals received at the aerial 1.

The nature of the detector 22 will be chosen in dependence upon the kind of modulation received at the aerial 1. Thus for f.m. reception a discriminator such as a Foster-Seeley discriminator may be used or alternatively for f.m. a ratio detector may be used. For the reception of a.m. modulation the detector 22 may comprise any form of envelope detector such as a simple diode detector. Such a.m. and f.m. detectors are well known to those skilled in the art and will not be described herein in detail.

It will be appreciated that the present invention is concerned more especially with the provision of a demodulator and therefore operation of the main part of the common channel duplex transceiver has not been shown in detail and will not be described herein. Attention is however directed to our co-pending U.K. Patent Application Nos. 10360/76 (Serial No 1577514) and in which a.m. and f.m. common channel duplex transceivers respectively are fully described. A demodulator of the kind which forms the subject of the present invention operates to synthesise from the phase quadrature related signals fed to the ports 12 and 16 a carrier frequency which is a replica of the signal received at the aerial 1 in all respects but which deviates for f.m. signals about the frequency of the local oscillator 19. In one embodiment the frequency of the oscillator 5 might be 100 Mhz whereas the frequency of the local oscillator 19 might conveniently be .5 Mhz. For the reception of frequency modulated signals, as the input frequency changes at 12 and 16, the side bands present in the combiner 21 move apart with respect to a centre frequency corresponding to the

frequency of the local oscillator 19. In contra-distinction, if the local oscillator 19 frequency changes, it can be shown that the side bands move together with respect to a centre frequency corresponding to the frequency of the local oscillator 19.

#### CLAIMS

1. A demodulator of the kind which receives a pair of phase quadrature related signals carrying in combination data to be demodulated comprising a pair of multiplicative mixers to which the phase quadrature related signals are fed, one to each mixer, a phase quadrature device, a local oscillator arranged to feed the mixers with local oscillator signals via the phase quadrature device so that the local oscillator signals received by respective mixers are in phase quadrature, combiner means to which output signals from the mixers are fed and detector means fed from the combiner means for providing an output signal corresponding to the modulation carried by the phase quadrature related signals.

2. A demodulator as claimed in claim 1 wherein

the detector means comprises an envelope detector for the detection of a.m. modulated signals carried by the phase quadrature related signals.

3. A demodulator as claimed in claim 1 wherein the detector means comprises an f.m. discriminator or ratio detector adapted to demodulate frequency demodulation which deviates about a centre frequency corresponding to the frequency of the said oscillator.

4. A common channel duplex transceiver suitable for a.m. reception as claimed in our co-pending patent application No. 7922701 and including a demodulator as claimed in any preceding claim.

5. A common channel duplex transceiver suitable for f.m. reception as claimed in or as described in our U.K. patent application No. 10360/76 (Serial No 1577514) and including a demodulator as claimed in any of claims 1 to 4.

6. A demodulator as hereinbefore described with reference to the accompanying drawings.

7. A common channel duplex transceiver including a demodulator as claimed in claim 6.

(12) DEMANDE INTERNATIONALE PUBLIÉE EN VERTU DU TRAITÉ DE COOPÉRATION  
EN MATIÈRE DE BREVETS (PCT)

(19) Organisation Mondiale de la Propriété  
Intellectuelle  
Bureau international



(43) Date de la publication internationale  
7 décembre 2000 (07.12.2000)

PCT

(10) Numéro de publication internationale  
WO 00/74236 A1

(51) Classification internationale des brevets<sup>7</sup>: H03H 19/00

Dominique [FR/FR]; 4, Allée des Amphores, F-38240  
Meylan (FR).

(21) Numéro de la demande internationale:

PCT/FR00/01448

(74) Mandataires: MARTIN, Jean-Jacques etc.; Cabinet  
Regimbeau, 26, avenue Kléber, F-75116 Paris (FR).

(22) Date de dépôt international: 26 mai 2000 (26.05.2000)

(81) États désignés (national): JP, KR, US.

(25) Langue de dépôt:

français

(84) États désignés (régional): brevet européen (AT, BE, CH,  
CY, DE, DK, ES, FI, FR, GB, GR, IE, IT, LU, MC, NL, PT,  
SE).

(26) Langue de publication:

français

(30) Données relatives à la priorité:

99/06710

27 mai 1999 (27.05.1999)

FR

Publiée:

— Avec rapport de recherche internationale.

— Avant l'expiration du délai prévu pour la modification des  
revendications, sera republiée si des modifications sont  
reçues.

(71) Déposant (pour tous les États désignés sauf US):  
FRANCE TELECOM [FR/FR]; 6, place d'Alleray,  
F-75015 Paris (FR).

En ce qui concerne les codes à deux lettres et autres abrévia-  
tions, se référer aux "Notes explicatives relatives aux codes et  
abréviations" figurant au début de chaque numéro ordinaire de  
la Gazette du PCT.

(72) Inventeur; et

(75) Inventeur/Déposant (pour US seulement): MORCHE,

(54) Title: BAND-PASS FILTER WITH CARRIER FREQUENCY REDUCTION

(54) Titre: FILTRE PASSE-BANDE A REDUCTION DE LA FREQUENCE PORTEUSE

(57) Abstract: The invention concerns a band-pass filtering method which consists in carrying out in parallel two frequency transpositions of an input signal to be filtered (SE) using respectively a first upstream mixing signal (SM1) and a second substantially phase quadrature upstream mixing signal (SM2), so as to obtain respectively first (ST1) and second (ST2) transposed signals, and in filtering respectively the two transposed signals by two band-pass filters (F1, F2), the frequency of said transposition signals ( $\omega_0$ ) and the bandwidths of the band-pass filters (B/2) being connected to the input signal ( $\omega_c$ ) and to the desired bandwidth for the band-pass filter; then in carrying out respective frequency transpositions on the first filtered transposed signal (STF1) and the second filtered transposed signal (STF2) by means of the two respective downstream mixing signals; and in subtracting or adding the two resulting signals, the frequency output mixing signals (SMV1, SMV2) being selected different from the frequency of the first and second mixing signals such that the output signal is transposed in a desired frequency interval. The invention is characterised in that it consists in using a common oscillator (LO) coupled with a first phase shifter (MTM) to produce the upstream mixing signals and coupled with a second phase shifter (MTV) to produce the downstream mixing signals.

(57) Abrégé: L'invention concerne un procédé de filtrage passe-bande dans lequel on effectue en parallèle deux transpositions de fréquence d'un signal d'entrée à filtrer (SE) à l'aide respectivement d'un premier signal de mélange (SM1) amont et d'un deuxième signal de mélange (SM2) amont sensiblement en quadrature de phase, de façon à obtenir respectivement des premiers (ST1) et deuxième (ST2) signaux transposés, et on filtre respectivement les deux signaux transposés par deux filtres passe-bas (F1, F2), la fréquence de ces signaux de transposition ( $\omega_0$ ) et les bandes passantes des filtres passe-bas (B/2) étant reliées à la fréquence du signal d'entrée ( $\omega_c$ ) et à la bande passante souhaitée pour le filtre passe-bande, puis on effectue des transpositions de fréquence respectives sur le premier signal transposé filtré (STF1) et le deuxième signal transposé filtré (STF2) à l'aide de deux signaux de mélange aval respectifs, et on effectue la différence ou la somme des deux signaux ainsi obtenus, la fréquence des signaux de mélange de sortie (SMV1, SMV2) étant choisie différente de la fréquence des premiers et deuxièmes signaux de mélange de telle façon que le signal de sortie se trouve transposé dans un intervalle de fréquence souhaité, caractérisé en ce qu'on utilise un même oscillateur (LO) couplé avec un premier déphaseur (MTM) pour produire les signaux de mélange amont et couplé avec un deuxième déphaseur (MTV) pour produire les signaux de mélange aval.

WO 00/74236 A1



## Filtre passe-bande à réduction de la fréquence porteuse

L'invention concerne les filtres analogiques passe-bande et plus  
5 particulièrement ceux présentant une force sélectivité à des fréquences  
élevées, typiquement quelques centaines de MHz.

L'invention concerne ainsi notamment les architectures d'extrémité  
avant (ou « front end » en anglais) de récepteurs ou d'émetteurs de signaux  
radiofréquences.

10 Une des applications de l'invention concerne l'intégration d'une partie  
analogique d'un récepteur de terminal mobile de type GSM, l'objectif de  
cette partie analogique étant d'amplifier le signal reçu par les antennes à  
une fréquence très élevée, de sélectionner une bande de fréquences qui  
intéresse l'utilisateur du terminal, et de ramener cette bande de fréquence à  
15 une fréquence faible.

De manière connue, la sélection d'une bande de fréquence se fait  
par filtrage. Le filtrage intégré habituel ne permet pas d'obtenir des  
coefficients de qualité élevée. Pour sélectionner une bande étroite qui  
correspond à la bande de fréquence d'un utilisateur, il faut donc en général  
20 soit utiliser un filtre externe (connu sous le nom de « SAW ») ou diminuer la  
fréquence porteuse du signal.

Une telle opération de diminution de la fréquence porteuse, appelée  
transposition de fréquence, se fait généralement à l'aide de multiplieurs  
analogiques. L'un des problèmes majeurs de cette transposition de  
25 fréquences est la formation d'une fréquence image qui vient s'ajouter au  
signal désiré. Pour cette raison, il n'est pas simple avec les dispositifs  
connus de diminuer la fréquence sans l'utilisation d'un filtre extérieur  
(notamment un filtre SAW) qui vient éliminer la fréquence image.

Pour réaliser un filtrage étroit d'un canal situé à haute fréquence, on  
30 a proposé dans la demande de brevet FR 95 05847, un montage tel que  
celui représenté à la figure 1 dans lequel on effectue sur deux branches  
parallèles à chaque fois une transposition de fréquence d'un même signal  
d'entrée à filtrer, puis un filtrage passe-bas, puis à nouveau une

transposition de fréquence jusqu'à la fréquence originale du signal d'entrée. Pour éviter le repliement de la fréquence image dans le canal utile, on utilise pour les quatre transpositions réalisées, deux signaux seulement qui sont en quadrature de phase et ces deux signaux sont chacun envoyés sur  
5 chacune des deux branches selon un croisement permettant de compenser d'éventuels écarts de déphasage.

On propose également dans ce document d'utiliser un déphaseur RC-CR tel que celui représenté à la figure 2, qui garantit la quadrature entre les deux signaux. Toutefois, lorsque la fréquence d'un oscillateur placé en  
10 entrée du déphaseur est légèrement différente de la fréquence de coupure du déphaseur, les deux signaux de sortie ne sont pas d'amplitude égale.

Ce phénomène est compensé dans ce dispositif de l'art antérieur par le croisement des signaux en quadrature à l'intérieur du montage.

On a également proposé dans « A High Q200 MHz Low – Power  
15 Fully Integrated Bandpass IF filter » CICC'98, un tel croisement des signaux en quadrature à l'intérieur d'une structure d'un filtre passe-bande.

Ces dispositifs, s'ils permettent de réaliser un filtrage à une fréquence très élevée, ne permettent pas par contre de diminuer (dans le cas d'un récepteur) ou d'augmenter (dans le cas d'un émetteur) la  
20 fréquence porteuse du signal, bien qu'il mette en œuvre quatre multiplieurs.

Le but de l'invention est de proposer un procédé et un dispositif pour le filtrage étroit d'un signal de fréquences élevées qui permettent également de diminuer la fréquence porteuse de ce signal tout en faisant appel à un faible nombre de multiplieurs.

25 Ce résultat est obtenu avec un procédé de filtrage passe-bande dans lequel on effectue en parallèle deux transpositions de fréquence d'un signal d'entrée à filtrer à l'aide respectivement d'un premier signal de mélange et d'un deuxième signal de mélange sensiblement en quadrature de phase, de façon à obtenir respectivement des premier et deuxième signaux  
30 transposés. On filtre respectivement les deux signaux transposés par deux filtres passe-bas, (les fréquences des signaux de transposition et les bandes passantes des filtres passe-bas étant reliées à la fréquence du signal d'entrée et à la bande passante souhaitée pour le filtre passe-bande).



Puis on effectue des transpositions de fréquence respective sur le premier signal transposé filtré et le deuxième signal transposé filtré à l'aide de deux signaux de mélange de sortie respectifs, et on effectue la différence ou la somme des deux signaux ainsi obtenus. Ces transpositions sont

5 caractérisées en ce que les signaux de mélange de sortie sont choisis différents de la fréquence des premier et deuxième signaux de transposition de telle façon que le signal de sortie se trouve dans un intervalle de fréquence souhaité.

L'invention propose également pour atteindre ce but un procédé de

10 filtrage passe-bande dans lequel on effectue en parallèle deux transpositions de fréquence d'un signal d'entrée à filtrer à l'aide respectivement d'un premier signal de mélange amont et d'un deuxième signal de mélange amont sensiblement en quadrature de phase, de façon à obtenir respectivement des premiers et deuxième signaux transposés, et on

15 filtre respectivement les deux signaux transposés par deux filtres passe-bas, la fréquence de ces signaux de transposition et les bandes passantes des filtres passe-bas étant reliées à la fréquence du signal d'entrée et à la bande passante souhaitée pour le filtre passe-bande, puis on effectue des transpositions de fréquence respectives sur le premier signal transposé filtré

20 et le deuxième signal transposé filtré à l'aide de deux signaux de mélange aval respectifs, et on effectue la différence ou la somme des deux signaux ainsi obtenus, la fréquence des signaux de mélange de sortie étant choisie différente de la fréquence des premiers et deuxièmes signaux de mélange de telle façon que le signal de sortie se trouve transposé dans un intervalle

25 de fréquence souhaité, caractérisé en ce qu'on utilise un même oscillateur couplé avec un premier déphaseur pour produire les signaux de mélange amont et couplé avec un deuxième déphaseur pour produire les signaux de mélange aval, et en ce que l'on utilise les déphaseurs de manière opposée sur les premier et deuxième signaux de façon à ce que chacun des premier

30 et deuxième signaux reçoive de l'un des deux déphaseurs le signal de sortie en avance de phase de celui-ci, et de l'autre des deux déphaseurs le signal de sortie en retard de phase de celui-ci.

D'autres caractéristiques, buts et avantages de l'invention apparaîtront à la lecture de la description détaillée qui va suivre, faite en référence aux dessins annexés sur lesquels :

- la figure 1 représente le circuit conforme à l'état de la technique  
5 précédemment mentionné ;
- la figure 2 représente le circuit RC-CR conforme à l'état de la technique précédemment mentionné ;
- la figure 3 est un schéma de montage d'un circuit conforme à l'invention ;
- 10 - la figure 4 est un schéma de montage d'un déphaseur amont du circuit de la figure 3 ;
- la figure 5 est un schéma de montage d'un déphaseur aval du circuit de la figure 3.

Tel qu'illustré sur la figure 1, le filtre passe-bande de l'art antérieur,  
15 dont la largeur de la bande passante est égale à B, comporte une borne d'entrée BE pour recevoir un signal d'entrée SE de pulsation  $\omega_e$ , et deux voies de traitement parallèles VT1 et VT2. Chaque voie de traitement comporte un mélangeur amont MA1 (MA2) suivi d'un filtre passe-bas F1 (F2) connecté à un mélangeur aval MV1(MV2). Les sorties respectives des  
20 mélangeurs aval sont reliées aux deux entrées d'un soustracteur STR dont la sortie est reliée à la borne de sortie BS du filtre.

Il est par ailleurs prévu des moyens de transposition MT délivrant deux signaux de mélange SM1 et SM2 de pulsation  $\omega_0$ , sensiblement en quadrature de phase. Le premier signal de mélange SM1 est délivré au  
25 mélangeur amont MA1 et le signal transposé résultant ST1 donne, après filtrage dans le filtre F1, un signal transposé filtré STF1 qui, après transposition dans le mélangeur aval MV1 à l'aide du deuxième signal de mélange SM2, fournit un signal retransposé STFT1 à l'une des entrées du soustracteur STR.

30 De même, le deuxième signal de mélange SM2 est délivré au mélangeur amont MA2 de façon à permettre l'obtention du signal transposé ST2 et, après filtrage, du signal transposé filtré STF2. Ce signal STF2

donne, après transposition dans le mélangeur aval MV2 à l'aide du premier signal SM1, le signal retransposé STFT2 délivré à l'autre entrée du soustracteur STR.

Après différence des deux signaux STFT1 et STFT2, le signal de  
5 sortie SSF est débarrassé de la bande latérale indésirable centrée sur la pulsation  $2\omega_0 - \omega_e$ , ce qui équivaut à éliminer l'influence du signal image du signal d'entrée.

Comme illustré sur la figure 3, le filtre passe-bande selon l'invention reprend une structure générale à deux voies de traitement parallèles VT1 et  
10 VT2, comportant chacune un mélangeur amont MA1 (MA2) suivi d'un filtre passe bas F1 (F2) connecté à un mélangeur aval MV1 (MV2).

Les sorties respectives des mélangeurs aval sont reliées aux deux entrées d'un soustracteur STR dont la sortie est reliée à la borne de sortie BS du filtre. Dans ce dispositif également, les deux mélangeurs amont  
15 reçoivent des signaux de transposition en quadrature de phase SM1 et SM2, et les deux mélangeurs aval MV1 et MV2 reçoivent également deux signaux de transposition en quadrature de phase.

Si l'on suppose, à des fins de simplification, que les signaux de mélange délivrés aux mélangeurs MA1 et MA2 sont respectivement de la  
20 forme  $\sin(\omega_0 t)$  et  $\cos(\omega_0 t)$ , et que le signal d'entrée SE a pour pulsation  $\omega_i$ , les signaux présents en sortie de ces mélangeurs présentent une première bande de fréquence centrée autour de la pulsation  $(\omega_i - \omega_0)$  (et une deuxième bande de fréquence centrée autour de la pulsation  $(\omega_i + \omega_0)$ , éliminée par les filtres passe-bas F1 et F2).

25  $\omega_0$  est donc choisi, en commun avec la largeur  $B/2$  du filtre passe-bas F1, F2 de façon à ce que la relation  $B > 2|\omega_0 - \omega_i|$  soit vérifiée.

En d'autres termes,  $\omega_0$  est choisi de manière à réaliser une transposition de fréquence adaptée à la bande de fréquence utile que l'on souhaite filtrer, la limite supérieure B dépendant de la sélectivité souhaitée.

30 En sortie des filtres passe-bas F1 et F2, les signaux des deux branches sont alors soumis à une transposition de fréquences par multiplication avec des signaux oscillant à la pulsation  $\omega_1$ .

Les deux signaux de transposition appliqués sur les mélangeurs amont présentent une pulsation  $\omega_0$  différente de la pulsation  $\omega_1$  des deux signaux de transposition appliqués sur les mélangeurs aval.

Les signaux obtenus en sortie des mélangeurs aval sur chacune  
5 des deux branches présentent alors une première bande de fréquence centrée autour de la pulsation  $(-\omega_i + \omega_0 + \omega_1)$  et une deuxième bande de fréquence centrée autour de la pulsation  $(\omega_i - \omega_0 + \omega_1)$ .

Les signaux SMV1 et SMV2 injectés respectivement sur les mélangeurs aval MV1 et MV2, étant en quadrature de phase, ainsi que les  
10 signaux SM1 et SM2 injectés sur les mélangeurs MA1 et MA2, une composante de chaque signal arrivant sur l'une des deux entrées du soustracteur STR s'annule avec la composante correspondante du signal arrivant sur l'autre entrée du soustracteur. Celle restante des deux composantes du signal s'additionne à la composante restante de l'autre  
15 signal. Ainsi, une seule bande fréquentielle est obtenue en sortie du soustracteur STR, ici celle centrée sur la pulsation  $(\omega_i - \omega_0 + \omega_1)$ .

Par un choix judicieux de  $\omega_1$ , on obtient donc une bande de fréquence centrée sur une fréquence de travail souhaitée.

Pour fournir les signaux en quadrature SM1 et SM2 et les signaux  
20 en quadrature SMV1 et SMV2, on propose dans le présent mode de réalisation de disposer en entrée des mélangeurs amont un ensemble formé d'un oscillateur LO à la fréquence  $\omega_0$  associé à un déphaseur MTM de type RC-CR, représenté à la figure 4. Ce déphaseur MTM se compose de deux cellules de déphasage CD1 et CD2 disposées respectivement  
25 entre la sortie de l'oscillateur local LO et les deux voies de traitement VT1 et VT2.

La première cellule de déphasage CD1 est une cellule capacitive-résistive comportant une capacité C dont une borne est connectée à une sortie de l'oscillateur LO et dont l'autre borne est connectée à la masse par  
30 l'intermédiaire d'une résistance R. L'autre cellule de déphasage CD2 est une cellule résistive-capacitive comportant une même résistance R dont une borne est reliée à la sortie de l'oscillateur LO et dont l'autre borne est

reliée à la masse par l'intermédiaire d'une capacité C identique à celle de la cellule CD1.

Après passage dans la cellule de déphasage CD1, le signal SL de sortie de l'oscillateur local LO subit un déphasage de  $(90^\circ - \varphi)$  (par exemple 45°) défini par le produit R.C de façon à délivrer le premier signal de mélange SM1. La cellule de déphasage CD2 permet, puisque la résistance R est égale à la résistance R de la cellule CD1 et que sa capacité C est égale à la capacité C de la cellule CD1, de délivrer le deuxième signal de mélange SM2 présentant un déphasage égal à  $-\varphi$  par rapport au signal de sortie de l'oscillateur LO.

Le déphaseur aval MTV reçoit sur son entrée un signal sinusoïdal à la pulsation  $\omega_1$ . Ce signal d'entrée est généré par division de fréquence à partir du signal de sortie à  $\omega_0$  de l'oscillateur LO, à l'aide d'un diviseur de fréquence de type connu.

Selon une variante, les deux signaux d'entrée des déphaseurs, respectivement à  $\omega_0$  et  $\omega_1$ , peuvent être tous deux obtenus par division de fréquence sur un signal de sortie d'un oscillateur, les deux rapports de division étant évidemment différents.

Le rapport entre les deux fréquences  $\omega_0$  et  $\omega_1$  est connu avec précision, et ici égal à un nombre rationnel, c'est à dire à un rapport de nombres entiers.

Le déphaseur aval MTV présente une structure semblable à celle du déphaseur amont MTM, comme on l'a représenté sur la figure 5. Pour ce deuxième déphaseur on adopte deux capacités C' ayant chacune une valeur de capacité mC où m est un nombre entier. Les deux résistances R' de ce déphaseur ont chacune une valeur de résistance égale à nR où n est un entier.

Selon une variante, le rapport m entre C' et C peut être un nombre rationnel, de même que le rapport n entre R' et R.

Les valeurs des résistances et des capacités des circuits MTM et MTV sont choisies de façon à ce que les pulsations de coupure de chacun de ces deux circuits soient égales aux pulsations des signaux qu'ils

reçoivent à leurs entrées respectives, de sorte que l'on obtient un même gain sur les deux voies de filtrage VT1 et VT2, dans le cas des deux déphaseurs.

Les résistances et les capacités du deuxième déphaseur MTV  
5 présentent donc des valeurs  $R'$  et  $C'$  choisies de telle façon que le rapport  $R'C'/RC$  est égal au rapport  $\omega_0/\omega_1$  des pulsations des signaux issus de ces deux déphaseurs MTM et MTV. Le rapport  $\omega_0/\omega_1$  est donc égal à un rapport d'entiers.

Les déphaseurs MTM et MTV sont positionnés de manière opposée  
10 de sorte qu'une même branche parallèle VT1 ou VT2 reçoive de l'un des déphaseurs le signal de sortie en avance de phase de ce déphaseur et de l'autre déphaseur la sortie en retard de phase de cet autre déphaseur. A titre de simplification, chacun des déphaseurs fournissant un signal sinus et un signal cosinus, la disposition des déphaseurs est telle qu'une même  
15 branche VT1 ou VT2 reçoit de l'un des déphaseurs un signal en sinus et de l'autre des deux déphaseurs un signal en cosinus. Chaque branche est reliée à la cellule R-C d'un des déphaseurs et à la cellule C-R de l'autre déphaseur.

Du fait que les signaux d'entrée des déphaseurs sont fournis à  
20 partir d'un même oscillateur L0, en cas de léger décalage d'une des deux fréquences  $\omega_0$  ou  $\omega_1$ , ce décalage se retrouve sur l'autre de ces deux fréquences, et les deux déphaseurs présentent un écart d'amplitude entre leurs deux sorties qui est le même. Les déphaseurs étant en positions inversées, chaque branche reçoit un signal amplifié et un signal alterné, de  
25 sorte qu'une compensation des écarts d'amplitude dus à d'éventuelles variations des fréquences des oscillateurs prend place dans chaque branche et cette compensation est effective sur une grande bande de fréquences.

On choisit avantageusement  $\omega_0$  et  $\omega_1$  de telle façon que la valeur  
30 de  $\omega_0$  soit égale à un nombre rationnel multiplié par la valeur de  $\omega_1$ . Ainsi, le rapport souhaité entre les valeurs des résistances des deux déphaseurs ainsi que le rapport souhaité entre les valeurs des capacités des deux

déphaseurs sont des nombres rationnels facilement et précisément obtenus avec les techniques classiques de réalisation des circuits intégrés. De plus, grâce au rapport égal à un nombre rationnel des fréquences de coupure, l'éventuelle différence d'amplitude entre sinus et cosinus sera  
5 particulièrement similaire pour les deux déphaseurs (mis à part l'erreur d'appariement des blocs, qui sera limitée puisqu'on a un rapport entier).

Il est également prévu d'adopter pour ces déphaseurs un rapport de pulsations égal à un rapport d'entier et d'adopter des valeurs de résistances ou de capacités en fonction des entiers formant ce rapport. On peut choisir  
10 C et C' égaux et les résistances R' et R de telle façon que  $R'/R$ , c'est à dire  $\omega_0/\omega_1$ , soit un nombre entier ou rationnel. De même, on peut choisir R et R' égaux et C et C' de telle façon que  $C'/C$ , c'est à dire  $\omega_0/\omega_1$ , soit égal à un nombre entier ou rationnel.

De plus, en réalisant les deux déphaseurs selon à chaque fois une  
15 succession d'étapes similaires, un éventuel écart sur la fréquence de coupure ou sur la valeur de déphasage, dû à une imperfection de réalisation, se retrouve de manière similaire sur les deux circuits, de sorte que cet écart est compensé par le croisement des circuits.

L'utilisation de déphaseurs de type RC-CR permet toutefois  
20 d'obtenir une bonne précision sur la phase.

L'invention permet donc de faciliter l'intégration complète dans un circuit intégré de la partie analogique du récepteur.

## REVENDICATIONS

1. Procédé de filtrage passe-bande dans lequel on effectue en parallèle deux transpositions de fréquence d'un signal d'entrée à filtrer (SE)  
5 à l'aide respectivement d'un premier signal de mélange (SM1) amont et d'un deuxième signal de mélange (SM2) amont sensiblement en quadrature de phase, de façon à obtenir respectivement des premiers (ST1) et deuxième (ST2) signaux transposés, et on filtre respectivement les deux signaux transposés par deux filtres passe-bas (F1, F2), la fréquence de ces  
10 signaux de transposition ( $\omega_0$ ) et les bandes passantes des filtres passe-bas ( $B/2$ ) étant reliées à la fréquence du signal d'entrée ( $\omega_e$ ) et à la bande passante souhaitée pour le filtre passe-bande, puis on effectue des transpositions de fréquence respectives sur le premier signal transposé filtré (STF1) et le deuxième signal transposé filtré (STF2) à l'aide de deux  
15 signaux de mélange aval respectifs, et on effectue la différence ou la somme des deux signaux ainsi obtenus, la fréquence des signaux de mélange de sortie (SMV1, SMV2) étant choisie différente de la fréquence des premiers et deuxièmes signaux de mélange de telle façon que le signal de sortie se trouve transposé dans un intervalle de fréquence souhaité,  
20 caractérisé en ce qu'on utilise un même oscillateur (LO) couplé avec un premier déphaseur (MTM) pour produire les signaux de mélange amont et couplé avec un deuxième déphaseur (MTV) pour produire les signaux de mélange aval, et en ce que l'on utilise les déphaseurs de manière opposée sur les premier et deuxième signaux de façon à ce que chacun des premier  
25 et deuxième signaux (VT1, VT2) reçoive de l'un des deux déphaseurs le signal de sortie en avance de phase de celui-ci, et de l'autre des deux déphaseurs le signal de sortie en retard de phase de celui-ci.

2. Dispositif de filtrage passe-bande comprenant deux voies parallèles de traitement (VT1, VT2) disposées entre l'entrée (BE) et la sortie  
30 (BS) du dispositif, comportant chacune une cellule de filtrage passe-bas (F1, F2) disposée entre un mélangeur amont (MA1, MA2) et un mélangeur aval (MV1, MV2), et des moyens de transposition (LO, MTM, MTV) délivrant



aux mélangeurs amont (MA1, MA2) deux signaux de mélange amont respectifs sensiblement en quadrature de phase et aux mélangeurs aval (MV1, MV2) deux signaux de mélange aval respectifs sensiblement en quadrature de phase, et comportant un additionneur ou un soustracteur  
5 (STM) connecté aux sorties des mélangeurs aval, les moyens de transposition étant prévus pour délivrer des signaux de mélange avals de fréquence choisie ( $\omega_1$ ) différente de la fréquence des signaux de mélange amont ( $\omega_2$ ) de telle façon que le signal de sortie du filtre passe-bande se trouve transposé dans un intervalle de fréquence souhaité, caractérisé en  
10 ce que qu'il comporte un même oscillateur (LO) couplé avec un premier déphaseur (MTM) pour produire les signaux de mélange amont et couplé avec un deuxième déphaseur (MTV) pour produire les signaux de mélange aval, et en ce que les déphaseurs sont placés de manière opposée de façon à ce que chacune des deux branches parallèles (VT1, VT2) reçoive  
15 de l'un des deux déphaseurs le signal de sortie en avance de phase de celui-ci, et de l'autre des deux déphaseurs le signal de sortie en retard de phase de celui-ci.

3. Dispositif selon la revendication 2, caractérisé en ce que le rapport entre la fréquence des signaux de mélange amont ( $\omega_0$ ) et la fréquence des  
20 signaux de mélange aval ( $\omega_1$ ) est égal à un rapport d'entier.

4. Dispositif selon l'une des revendications 2 ou 3, caractérisé en ce que les deux déphaseurs sont constitués par des circuits qui présentent chacun une fréquence de coupure entre leurs deux sorties déphasées qui est égale respectivement à la fréquence des signaux de mélange amont  
25 ( $\omega_0$ ) pour le premier déphaseur (MTM) et à la fréquence des signaux de mélange aval ( $\omega_1$ ) pour le deuxième déphaseur (MTV).

5. Dispositif selon l'une des revendications 2 à 4, caractérisé en ce qu'il comporte un oscillateur (LO) couplé à un premier déphaseur (MTM) formé par un circuit RC-CR pour fournir les signaux de mélange amont, et  
30 un oscillateur (LO) couplé à un deuxième déphaseur (MTV) formé d'un deuxième circuit RC-CR pour fournir les signaux de mélange aval.

6. Dispositif selon la revendication 5, caractérisé en ce que les condensateurs (C, C') du premier et du deuxième circuit RC-CR présentent une même valeur de capacité et les résistances de ces circuits sont choisies de sorte que le rapport (n) de la valeur des résistances du  
5 deuxième circuit RC-CR sur la valeur des résistances du premier circuit RC-CR est égale au rapport (n) de la fréquence des signaux de mélange amont ( $\omega_0$ ) sur la fréquence des signaux de mélange aval ( $\omega_1$ ).

7. Dispositif selon la revendication 5, caractérisé en ce que les résistances (R, R') du premier et du deuxième circuit RC-CR présentent une  
10 même valeur et les capacités (C, C') de ces circuits sont choisies de sorte que le rapport (m) de la valeur des capacités du deuxième circuit RC-CR sur la valeur des capacités du premier circuit RC-CR est égale au rapport (m) de la fréquence des signaux de mélange amont ( $\omega_0$ ) sur la fréquence des signaux de mélange aval ( $\omega_1$ ).

15 8. Dispositif selon la revendication 5, caractérisé en ce que les condensateurs (C, C') du premier et du deuxième circuit RC-CR présentent des valeurs de capacités dont le rapport est égal à un rapport d'entiers, et en ce que les résistances (R, R') du premier et du deuxième circuit RC-CR présentent des valeurs de résistance dont le rapport est égal à un rapport  
20 d'entiers.

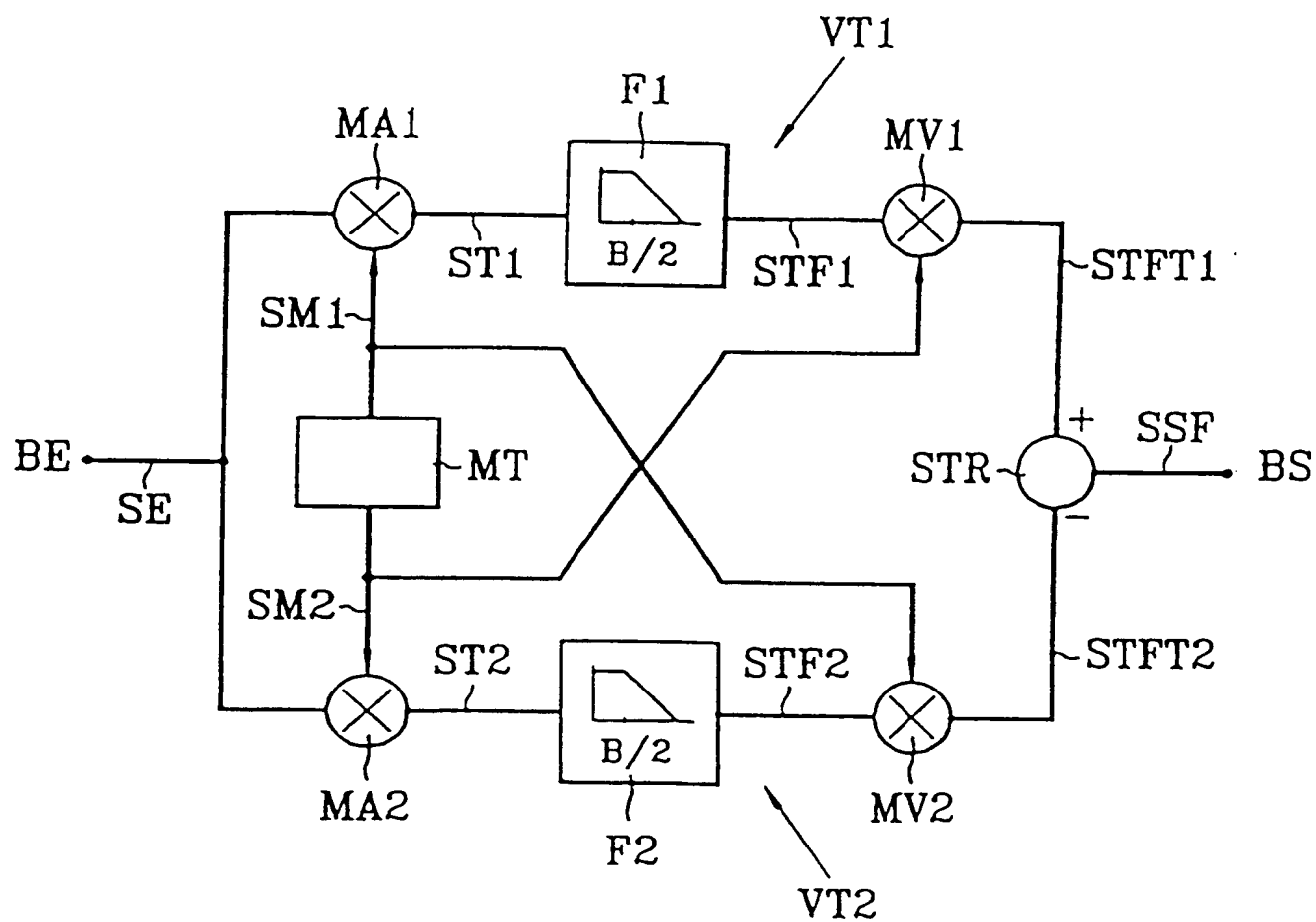
9. Dispositif selon l'une des revendications 5 à 8, caractérisé en ce que les circuits RC-CR sont placés de manière opposée de façon à ce que chacune des deux branches parallèles (VT1, VT2) reçoive de l'un des deux circuits RC-CR le signal de sortie en avance de phase de celui-ci, et de  
25 l'autre des deux circuits RC-CR le signal de sortie en retard de phase de celui-ci.

10. Dispositif selon l'une quelconque des revendications 2 à 9, en combinaison avec la revendication 4, caractérisé en ce que l'oscillateur (LO) est couplé à un desdits premier et deuxième déphaseurs (MTM, MTV) par  
30 l'intermédiaire d'un moyen de transposition de fréquence.

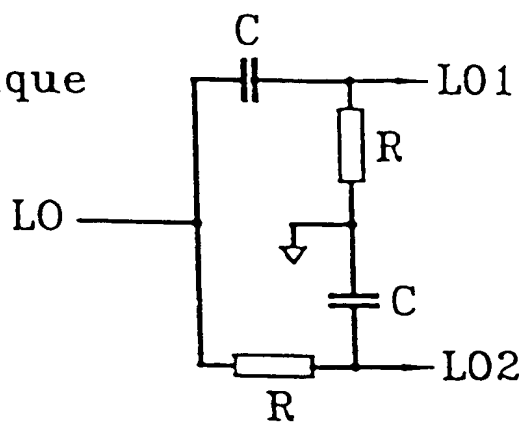
1/2

*FIG. 1*

Etat de la technique

*FIG. 2*

Etat de la technique



**This Page Blank (uspto)**

2/2  
FIG. 3

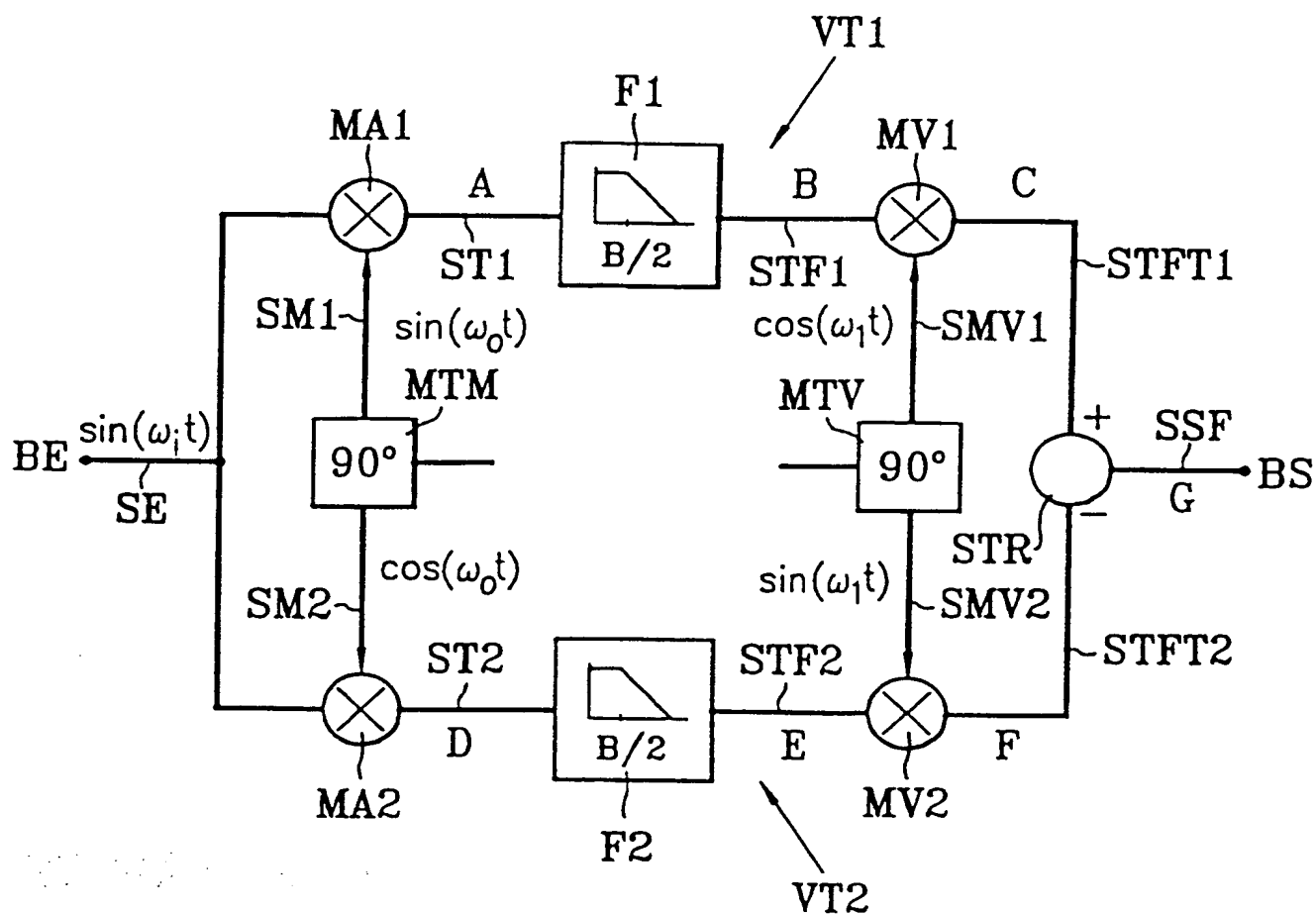


FIG. 4

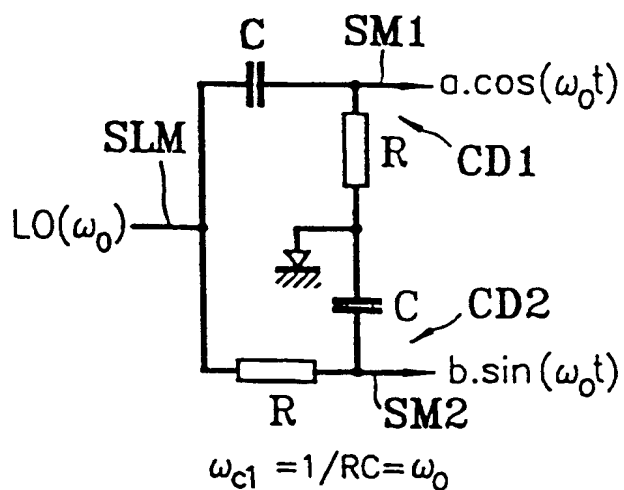
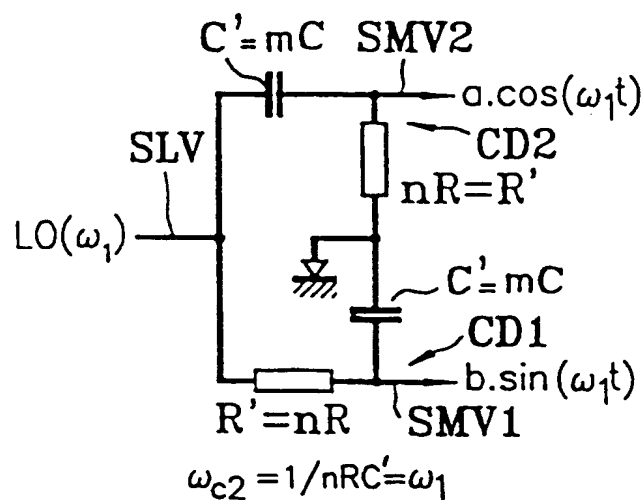


FIG. 5



**This Page Blank (uspto)**

# INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International Application No

PCT/FR 00/01448

**A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER**  
IPC 7 H03H19/00

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

**B. FIELDS SEARCHED**

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)

IPC 7 H03H H03D

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practical, search terms used)

EPO-Internal

**C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT**

Category *	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
Y	D. MORCHE ET AL: "A High Q 200 MHz Low-Power Fully Integrated Bandpass IF Filter" IEEE 1998 CUSTOM INTEGRATED CIRCUITS CONFERENCE, 11 - 14 May 1998, pages 401-404, XP002137785 New York, US cited in the application	1-3,10
A	the whole document	5-9
Y	GB 2 052 196 A (PLESSEY CO LTD) 21 January 1981 (1981-01-21)	1-3,10
A	column 1, line 106 - line 126; figure --- -/--	4



Further documents are listed in the continuation of box C.



Patent family members are listed in annex.

\* Special categories of cited documents :

"A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance

"E" earlier document but published on or after the international filing date

"L" document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)

"O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means

"P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed

"T" later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention

"X" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone

"Y" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art.

"&" document member of the same patent family

Date of the actual completion of the international search

26 September 2000

Date of mailing of the international search report

05/10/2000

Name and mailing address of the ISA

European Patent Office, P.B. 5818 Patentlaan 2  
NL - 2280 HV Rijswijk  
Tel. (+31-70) 340-2040, Tx. 31 651 epo nl,  
Fax: (+31-70) 340-3016

Authorized officer

D/L PINTA BALLE., L

# INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International Application No

PCT/FR 00/01448

## C.(Continuation) DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
Y	US 4 653 117 A (HECK JOSEPH P) 24 March 1987 (1987-03-24) column 3, line 46 -column 4, line 68; figure 2 -----	1-3,10
A	WO 94 29948 A (RCA THOMSON LICENSING CORP ;ASCHWANDEN FELIX (CH)) 22 December 1994 (1994-12-22) page 3, line 16 -page 6, line 4; figure 1 -----	1-3
A	EP 0 743 749 A (FRANCE TELECOM) 20 November 1996 (1996-11-20) cited in the application page 4, line 37 -page 5, line 2; figures -----	1-3,5-9



# INTERNATIONAL SEARCH REPORT

Information on patent family members

International Application No

PCT/FR 00/01448

Patent document cited in search report	Publication date	Patent family member(s)	Publication date
GB 2052196 A	21-01-1981	BR 8003834 A DE 3023773 A DK 275980 A FR 2460069 A IT 1131352 B JP 56008944 A NL 8003663 A	13-01-1981 15-01-1981 28-12-1980 16-01-1981 18-06-1986 29-01-1981 30-12-1980
US 4653117 A	24-03-1987	NONE	
WO 9429948 A	22-12-1994	CN 1125016 A DE 69420727 D DE 69420727 T EP 0701745 A US 5999802 A SG 24123 A TR 27845 A	19-06-1996 21-10-1999 05-01-2000 20-03-1996 07-12-1999 10-02-1996 31-08-1995
EP 0743749 A	20-11-1996	FR 2734434 A DE 69609564 D	22-11-1996 07-09-2000

***This Page Blank (uspto)***

# RAPPORT DE RECHERCHE INTERNATIONALE

Document International No

PCT/FR 00/01448

## A. CLASSEMENT DE L'OBJET DE LA DEMANDE

CIB 7 H03H19/00

Selon la classification internationale des brevets (CIB) ou à la fois selon la classification nationale et la CIB

## B. DOMAINES SUR LESQUELS LA RECHERCHE A PORTE

Documentation minimale consultée (système de classification suivi des symboles de classement)

CIB 7 H03H H03D

Documentation consultée autre que la documentation minimale dans la mesure où ces documents relèvent des domaines sur lesquels a porté la recherche

Base de données électronique consultée au cours de la recherche internationale (nom de la base de données, et si réalisable, termes de recherche utilisés)

EP0-Internal

## C. DOCUMENTS CONSIDERES COMME PERTINENTS

Catégorie *	Identification des documents cités, avec, le cas échéant, l'indication des passages pertinents	no. des revendications visées
Y	D. MORCHE ET AL: "A High Q 200 MHz Low-Power Fully Integrated Bandpass IF Filter" IEEE 1998 CUSTOM INTEGRATED CIRCUITS CONFERENCE, 11 - 14 mai 1998, pages 401-404, XP002137785 New York, US cité dans la demande	1-3,10
A	le document en entier	5-9
Y	GB 2 052 196 A (PLESSEY CO LTD) 21 janvier 1981 (1981-01-21)	1-3,10
A	colonne 1, ligne 106 - ligne 126; figure -/-	4



Voir la suite du cadre C pour la fin de la liste des documents



Les documents de familles de brevets sont indiqués en annexe

\* Catégories spéciales de documents cités:

"A" document définissant l'état général de la technique, non considéré comme particulièrement pertinent

"E" document antérieur, mais publié à la date de dépôt international ou après cette date

"L" document pouvant jeter un doute sur une revendication de priorité ou cité pour déterminer la date de publication d'une autre citation ou pour une raison spéciale (telle qu'indiquée)

"O" document se référant à une divulgation orale, à un usage, à une exposition ou tous autres moyens

"P" document publié avant la date de dépôt international, mais postérieurement à la date de priorité revendiquée

"T" document ultérieur publié après la date de dépôt international ou la date de priorité et n'appartenant pas à l'état de la technique pertinent, mais cité pour comprendre le principe ou la théorie constituant la base de l'invention

"X" document particulièrement pertinent: l'invention revendiquée ne peut être considérée comme nouvelle ou comme impliquant une activité inventive par rapport au document considéré isolément

"Y" document particulièrement pertinent: l'invention revendiquée ne peut être considérée comme impliquant une activité inventive lorsque le document est associé à un ou plusieurs autres documents de même nature, cette combinaison étant évidente pour une personne du métier

"&" document qui fait partie de la même famille de brevets

Date à laquelle la recherche internationale a été effectivement achevée

26 septembre 2000

Date d'expédition du présent rapport de recherche internationale

05/10/2000

Nom et adresse postale de l'administration chargée de la recherche internationale

Office Européen des Brevets, P.B. 5818 Patentlaan 2  
NL - 2280 HV Rijswijk  
Tel. (+31-70) 340-2040, Tx. 31 651 epo nl,  
Fax: (+31-70) 340-3016

Fonctionnaire autorisé

D/L PINTA BALLE., L

# RAPPORT DE RECHERCHE INTERNATIONALE

De demande internationale No  
PCT/FR 00/01448

C.(suite) DOCUMENTS CONSIDERES COMME PERTINENTS		
Catégorie	Identification des documents cités. avec le cas échéant, l'indication des passages pertinents	no. des revendications visées
Y	US 4 653 117 A (HECK JOSEPH P) 24 mars 1987 (1987-03-24) colonne 3, ligne 46 -colonne 4, ligne 68; figure 2 ----	1-3,10
A	WO 94 29948 A (RCA THOMSON LICENSING CORP ;ASCHWANDEN FELIX (CH)) 22 décembre 1994 (1994-12-22) page 3, ligne 16 -page 6, ligne 4; figure 1 ----	1-3
A	EP 0 743 749 A (FRANCE TELECOM) 20 novembre 1996 (1996-11-20) cité dans la demande page 4, ligne 37 -page 5, ligne 2; figures -----	1-3,5-9

# RAPPORT DE RECHERCHE INTERNATIONALE

Renseignements relatifs aux membres de familles de brevets

Numéro de l'acte internationale No

PCT/FR 00/01448

Document brevet cité au rapport de recherche	Date de publication	Membre(s) de la famille de brevet(s)	Date de publication
GB 2052196 A	21-01-1981	BR 8003834 A	13-01-1981
		DE 3023773 A	15-01-1981
		DK 275980 A	28-12-1980
		FR 2460069 A	16-01-1981
		IT 1131352 B	18-06-1986
		JP 56008944 A	29-01-1981
		NL 8003663 A	30-12-1980
US 4653117 A	24-03-1987	AUCUN	
WO 9429948 A	22-12-1994	CN 1125016 A	19-06-1996
		DE 69420727 D	21-10-1999
		DE 69420727 T	05-01-2000
		EP 0701745 A	20-03-1996
		US 5999802 A	07-12-1999
		SG 24123 A	10-02-1996
		TR 27845 A	31-08-1995
EP 0743749 A	20-11-1996	FR 2734434 A	22-11-1996
		DE 69609564 D	07-09-2000

*This Page Blank (uspto)*